

# NOWY ELEKTRONIK

7/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników

cena 9500 zł

## SPIS TREŚCI

Rodzina wzmacniaczy / mpx Video firmy Maxim.....	2
Proste układy fazome- trów.....	5
Mikrokomputery jednouk- ładowe serii MCS-48 cz.1.....	8
Sześćo-kanalowy ste- rownik węża.....	11
Katalog 74HCxxx.....	13
Niekonwencjonalny spo- sób dołączenia przetwor- nika A/C do IBM.....	17
Generatory dla techniki pomiarowej i kon- trolnej.....	19
Obwód sprzężenia zwrot- nego precyzyjnie stabili- zujący poziom napięcia.....	21
Multimetr jako miernik częstotliwości.....	22
Aktywne sondy w.cz. do częstościomierza cyfrowego.....	23

# Rodzina wzmacniaczy / mpx Video firmy Maxim

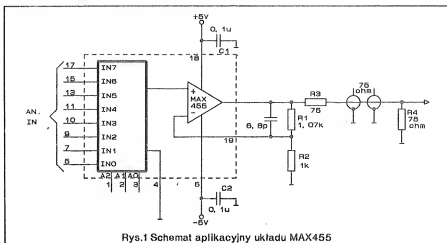
Do serii tej należą układy Max452/3/4/5/6/7/11. Umożliwiają wzmacnianie/multipleksowanie, krosowe przełączanie sygnałów video, bezpośrednie sterowanie kabli 75 $\Omega$ , sterowanie przetworników natychmiastowych (flash).

## 1. Układy MAX452/3/4/5

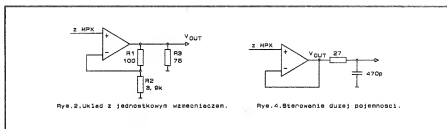
Układ MAX452 jest wzmacniaczem video o jednostkowym wzmocnieniu i paśmie 50MHz mogący bezpośrednio sterować obciążeniem 75 $\Omega$ . Układy MAX453/4/5 tworzą kompozycję 50MHz wzmacniacza video z multiplekserem dającym odpowiednio 2, 4 lub 8 kanałów. Wszystkie układy rodziny pracują przy napięciu zasilającym  $\pm 5V$  i pobierają zwykle 250mW mocy.

W zastosowaniach video wzmacniacze umożliwiają bezpośrednie wystawianie obciążenia 150 $\Omega$  w zakresie  $\pm 2V$  lub 75 $\Omega$  w zakresie  $\pm 1V$ . Nie wymagają zewnętrznych elementów kompensacyjnych. MAX453/4/5 pracują w układzie nieodwracającym, którego wzmocnienie jest ustawiane przez dwa zewnętrzne rezystory. Minimalne wzmocnienie z zamkniętą pętlą wynosi 0dB. W większości zastosowań wzmocnienie z zamkniętą pętlą ustawia się na 0dB lub +6dB (1V/V lub 2V/V), co gwarantuje minimalną szerokość pasma 25MHz.

Wzmacniacz video jest szeroko-pasmowym, o niskim wzmocnieniu wzmacniaczem operacyjnym optymalizowanym do sterowania obciążeniami niskimpedancyjnych. Wzmocnienie z otwartą pętlą jest rzędu 40V/V przy obciążeniu 75 $\Omega$ . Wprowadzany mały błąd wzmocnienia może być łatwo usunięty przez nastawienie rezystorów regulujących wzmocnienie. W celu zapewnienia najlepszej charakterystyki impulsowej



Rys.1 Schemat aplikacyjny układu MAX455



Rys.2 Układ z jednostkowym wzmocnieniem.

Rys.4 Sterowanie dużej pojemności.

wej rezystancja obciążenia powinna wynosić (w  $\Omega$ ):

$$75 \times \text{WZMOCNIENIE (V/V)}.$$

Stąd przy wzmocnieniu +6dB (2V/V) optymalnym obciążeniem jest 150 $\Omega$ . W przypadku użycia większej rezystancji wystąpią nierównomierności charakterystyki wzmacniacza w pobliżu częstotliwości 3dB. Jeśli sterowane jest obciążenie pojemnościowe, takie jak wejście przetwornika równoległego należy "izolować" obciążenie za pomocą rezystora szeregowego (Rys.4). Pasma przenoszenia wzmacniacza zależy zarówno od wzmocnienia z zamkniętą pętlą jak i rezystora obciążającego. Ilustruje to Tab. 1 dla układów

MAX453/4/5 przy różnych wzmocnieniach i optymalnych rezystancjach obciążających. Układ MAX452, który nie ma multipleksa na wejściu, pracuje z pasmem ok.20% większym. Własność multiplekserów łączenia przełącznic (break-before-make) zapewnia, że dwa kanały nigdy nie będą połączone razem. Małe napięcie niezrównoważenia i szerokie pasmo umożliwiają kaskadowanie układu MAX455 w celu uzyskania 64-kanałowego systemu przy zachowaniu wierności sygnału. Typowe zastosowanie układu MAX455 przedstawia Rys.1. Rezystor R3 osłabia sygnał dwukrotnie, więc dla wyrównania wzmacniacz pracuje ze wzmocnieniem 2V/V. W ten sposób

## Jak zamieścić ogłoszenie w "NE".

Aby zamieścić ogłoszenie w "NOWYM ELEKTRONIKU" należy przelać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. "ARTCOM", Redakcja "Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

## CENY

- 1 cm<sup>2</sup> ogłoszenia 7.000 zł (najmniejsze ogłoszenie 20 cm<sup>2</sup>)
- ogłoszenia drobne do 50 słów 4.000 zł za słowo
- Za treść ogłoszeń redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

Skład - P.W. "ARTCOM"  
Wydawca - P.W. "ARTCOM"  
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kulskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

## Adres Redakcji

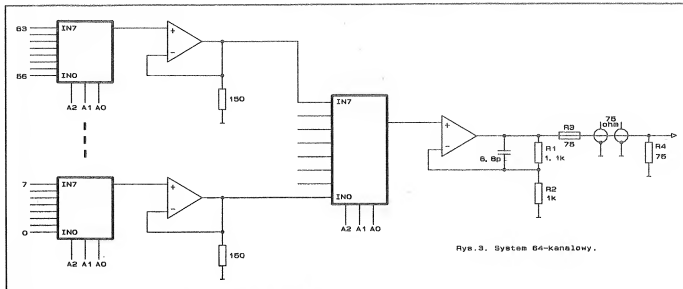
P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32

Redaguje zespół: J. Ryszard Świątkowski - red. naczelny, Janusz Romanowski, Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk, Janusz Mikowicz

## Stali współpracownicy:

Bienkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Pędzik Zbigniew, Szczeniwicki Sławomir, Rode Aleksander.

Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.



Rys.3. System 64-kanalowy.

mamy jednostkowe wzmocnienie sygnału wejściowego względem wyjścia kabla. Wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą wyznaczają rezystory R1 i R2 wg formuły:

$$V_{out}/V_{in} = G \cdot (R1 + R2) / (GR2 + R1 + R2)$$

gdzie G jest wzmocnieniem z otwartą pętlą tj. ok. 70V/V przy obciążeniu 150Ω. C1, C2 - kondensatory blokujące.

Kanały multiplexera są wybierane wejściami A1, AO i A2 (Tab.2), które akceptują poziomy logiczny TTL oraz CMOS. GND powinno być połączone z masą cyfrową. Jeżeli AO, A1 i A2 są pływające (niepodłączone) to wewnętrzne źródła prądowe utrzymują AO i A1 w stanie niskim, a A2 w stanie wysokim. Wówczas aktywny jest kanał 0 dla układów MAX453/4, zaś 4-ty dla MAX455.

## 1.1. Wskazania aplikacji

Rys.2 przedstawia połączenia dla przypadku jednostkowego wzmocnienia wzmacniacza. R1 i R2 ustalają nominalne wzmocnienie 1.00V/V. R3 stanowi obciążenie. Jeżeli nie zależy nam na precyzyjnym ustawieniu wzmocnienia, można pominiąć R1 i R2, a -IN podłączyć bezpośrednio z  $V_{out}$ .

Rys.3 przedstawia system 64-kanalowy. Pierwsze 8 układów pracuje z jednostkowym wzmocnieniem (ok. 0.99V/V) i rezystorem obciążającym 150Ω, który powoduje osłabienie szczytowej wartości wzmocnienia w pobliżu 40MHz, co zapobiega spadkowi wzmocnienia końcowego wzmacniacza pracującego ze wzmocnieniem 2V/V. Całkowite wzmocnienie jest ustalane rezystorem R1. Częstotliwość 3dB wynosi ok. 35MHz.

Rys.4 pokazuje wzmacniacz sterujący obciążeniem pojemnościowe. Rezystor izolujący 27Ω minimalizuje nierównomierność sygnału przy wysokich

Tabela 1

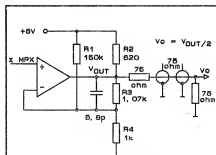
Wzmoc.(V/V)	f-3dB(MHz)	R1(Ω)	R2(Ω)	Robc(Ω)
1	50	0	∞	75
2	40	1k	1k	150
5	30	4k	1k	390
10	18	9k	1k	750

Tabela 2

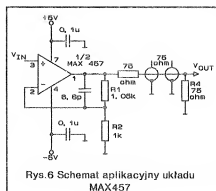
MAX 453		MAX 454			MAX 455			
A0	kan.	A1	A0	kan.	A2	A1	A0	kan.
L	0*	L	L	0*	L	L	L	0
H	1	L	H	1	L	L	H	1
		H	L	2	L	H	L	2
		H	H	3	L	H	H	3
					H	L	L	4*
					H	L	H	5
					H	H	L	6
					H	H	H	7

częstotliwościach. Z reguły, rezystor powinien być tak dobrany, by iloczyn RC był równy 10ns lub dłuższy. Zasady tej nie stosuje się, gdy R jest większe niż 150Ω (lub C mniejsze niż 100pF). Wzmacniacz może sterować 100pF bezpośrednio bez rezystora izolującego.

Wzmacniacz video jest podobny do wzmacniacza transkonduktancji, ponieważ prąd wyjściowy jest proporcjonalny do różnicy napięcia wejściowego i zwrotnego. Współczynnik transkonduktancji  $G_m$  wynosi ok. 0.5mA/mV. Impedancja wyjściowa wzmacniacza wynosi ok. 1kΩ. Daje to wzmocnienie napięcia (bez obciążenia)  $G_m \cdot R_o = 500V/V$  lub 54dB. Sygnały video są często unipolarne, tj. z zakresu 0 do +1V. Wzmacniając takie sygnały możemy zredukować zniekształcenia fazy przez wstępną polaryzację stopnia wejściowego wzmacniacza jak pokazano na Rys.5. Sygnał 0 do +2V steruje obciążeniem 150Ω. Rezystor R2 zasila prądem 6.5mA przy  $U_s = 1V$ . Zamiast zasil-



Rys.5 Minimalizacja zniekształceń fazy



Rys.6 Schemat aplikacyjny układu MAX457

## Parametry elektryczne

\* wartości graniczne

V<sup>+</sup> - +12V

V<sup>-</sup> - -12V

IN ANAL. - V<sup>+</sup> +0.3V do V<sup>-</sup> -0.3V

IN CYFR. - -0.3V do V<sup>+</sup> +0.3V

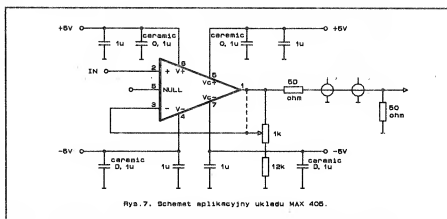
\* wartości nominalne

V<sup>+</sup> = +5V, V<sup>-</sup> = -5V, R<sub>L</sub> = 150Ω, T<sub>A</sub> = 25°C, -2V · V<sub>IN</sub> · 2V.

Parametr	Warunki	Min.	Typ.	Max.	Jedn.
Napięcie wejściowe V <sub>IN</sub>		-2		2	V
Wejściowe napięcie niezrówn. V <sub>OS</sub>			2	5	mV
Dryf V <sub>OS</sub>			20	100	μV/°C
Wejściowy prąd polaryz. I <sub>S</sub>			0.01	10	nA
Rezystancja wejściowa R <sub>IN</sub>			10 <sup>9</sup>		Ω
Wzmocnienie z otwartą pętlą A <sub>VOL</sub>	R <sub>L</sub> =1000Ω	180	260		V/V
	R <sub>L</sub> =150Ω	45	70		V/V
	R <sub>L</sub> =75Ω	25	38		V/V
	R <sub>L</sub> =150Ω		0.5		%/°C
Dryf A <sub>VOL</sub>	-2V/V <sub>REF</sub> 2V	60	80		dB
CMRR	4.5V do 5.5V	54	66		dB
PSRR		150	300		V/μs
Szybkość narastania nap. wyj. 3dB szer. pasma	A <sub>V</sub> =0dB, R <sub>L</sub> =75Ω	30	50		MHz
	A <sub>V</sub> =6dB, R <sub>L</sub> =150Ω	25	40		Ω
Impedancja wyjściowa R <sub>OUT</sub>	f=100kHz, A <sub>V</sub> =0dB		2		mA
Prąd wyjściowy I <sub>OUT</sub>	R <sub>L</sub> =150Ω	14	20		V
Napięcie wyjściowe V <sub>OUT</sub>	R <sub>L</sub> =150Ω	±2.1	±3		V
Napięcie zasilania V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup>		±4.5		±5.5	V
Prąd zasilania I <sub>CC</sub>	V <sub>IN</sub> =0V	20	25	30	mA
V <sub>IL</sub>				0.8	V
V <sub>OH</sub>		2.4			V
Pojemność kondensatora włącz. C <sub>ON</sub>			7	15	pF
Pojemność kondensatora wyl. C <sub>OFF</sub>			3.5	12	pF

lania prądem 13mA, mamy zasilanie symetryczne ±8mA, co redukuje zniekształcenia fazy do ok. 1 stopnia przy 4MHz. Rezystor R1 kompensuje nie-zrównoważenie wzmacniacza wprowadzane przez prąd płynący przez R2, R3 i R4 ustalając wzmocnienie wzmacniacza z zamkniętą pętlą.

W celu minimalizacji przesłuchów między kanałami, w obwodzie drukowanym należy prowadzić ścieżki masy pomiędzy ścieżkami sygnałów. Napięcie zasilające powinno wynosić ±5V z dokładnością ±5%.



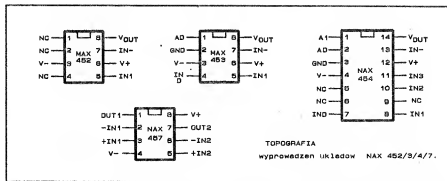
Rys. 7. Schemat aplikacyjny układu MAX400.

## 2. Układ MAX457

Zawiera dwa wzmacniacze sygnału video o parametrach niemal identycznych z układem MAX452. Może sterować bezpośrednio kable 75Ω w 3dB pasmie 70MHz przy jednostkowym wzmocnieniu napięciowym. Wzmocnienie z zamkniętą pętlą ustalają dwa zewnętrzne rezystory. Nie są wymagane żadne zewnętrzne elementy kompensacyjne. Prąd wyjściowy wzmacniacza można wyznaczyć z równania

$$I_{OUT} = G_m \cdot \Delta V_{IN}$$

gdzie  $G_m$  wynosi ok. 0.6A/V, zaś  $\Delta V_{IN}$  jest różnicą napięć na wejściu odwracającym i nieodwracającym. Impedancja wyjściowa wynosi ok. 1.1kΩ. Daje to wzmocnienie napięciowe nieobciążonego wzmacniacza  $G_m \cdot R_o = 660V/V$ . Jest ono drastycznie reduk-



TOPOGRAFIA  
wyprowadzeń układów MAX452/3/4/7.

wane przy obciążeniu 75 lub 150Ω. Typowy układ aplikacyjny pokazuje Rys.6. Wzmocnienie z zamkniętą pętlą wynosi tu 2V/V. R1 może być wyznaczone z następującego równania:

$$R1 = R2 \cdot [(A + G) / (G - A)],$$

gdzie A - wzmocnienie z zamkniętą pętlą, G - wzmocnienie z otwartą pętlą

(w przybliżeniu równe  $G_m \cdot R_{LOAD}$ ). Rezystancję obciążenia  $R_{LOAD}$  stanowi równoległe połączenie rezystancji wyjściowej wzmacniacza z ( $R1 + R2$ ) oraz obciążeniem 150Ω. Dla zapewnienia stabilności wzmacniacza jego obciążenie powinno spełniać warunek 75 · A.

### 3. MAX405 - precyzyjny wzmacniacz/bufor sygnału video.[2]

Jest to idealny układ sterujący 50Ω i 75Ω kable współosiowe kolorowymi sygnałami video. Przy ciągłym prądzie wyjściowym 60mA jest w stanie wysterować bezpośrednio obciążenie 50Ω w zakresie ±3V lub do czterech obciążeń po 150Ω w zakresie ±2.25V. Opis wyprowadzeń jest następujący:

- (1) OUT Wyjście
- (2) IN+ Wejście nieodwracające
- (3) IN- Wejście odwracające; łącząc z OUT poprzez dzielnik rezystancyjny można bardzo dokładnie ustawić wzmocnienie max. 1.1V/V; większe war-

tości powodują nieliniowość i niestabilność układu; IN - nie może być używane jak zwykłe wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego.

- (4) V Zasilanie -5V.
- (5) NULL Ustawianie napięcia niezrównoważenia; normalnie nie podłączane; w celu redukcji tego napięcia, należy połączyć z suwakiem 1kΩ potencjometru, którego jeden koniec łączymy z V<sup>+</sup> a drugi z V<sup>-</sup> poprzez opornik 9.1kΩ.
- (6) V<sup>+</sup> Zasilanie +5V.
- (7) V<sub>cc</sub> Zasilanie stopnia wyjściowego (-5V).
- (8) V<sub>cc</sub> Zasilanie stopnia wyjściowego (+5V).

Podstawowy układ aplikacyjny przedstawia Rys.7, a najważniejsze parametry są następujące (V<sup>+</sup> = V<sub>cc</sub> = 5V, V<sup>-</sup> = V<sub>cc</sub> = -5V, R<sub>i</sub> = 50Ω, C<sub>i</sub> = 15pF)

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:

[1] MAXIM-New Releases Data Book 1990

[2] MAXIM New Releases Data Book 1992

Parametr	Warunki	Min.	Typ.	Max.	Jedn.
Wzmocnienie napięcia A		0.991	0.994	1.1	V/V
Napięcie niezrówn. V <sub>os</sub>		-5	±2	5	mV
Drift V <sub>os</sub>			25		μV/°C
Wejściowy prąd polaryzacyjny I <sub>b</sub>	V <sub>IN</sub> =0V	-2		2	mA
I <sub>b</sub>			10		mA
Rezystancja wejściowa R <sub>in</sub>			2.5		MΩ
Pojemność wejściowa C <sub>in</sub>			0.6		pF
Napięcie wyjściowe V <sub>out</sub>			±3.4		V
Prąd wyjściowy I <sub>out</sub>		60			mA
Impedancja wyjściowa R <sub>out</sub>			0.01		Ω
Nieliniowość	sygnał ±2V		±1		mV
Zasilanie V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup>		±4.75	±5	±5.25	V
Pobór prądu	V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup> ±5V		±35	±40	mA
3dB pasmo		125	180		MHz
Szybkość narastania sygnału		450	650		V/μs
Czas narastania/opadania			8	12	ns

## Proste układy fazometrów

### Fazometr zbudowany z trzech układów scalonych

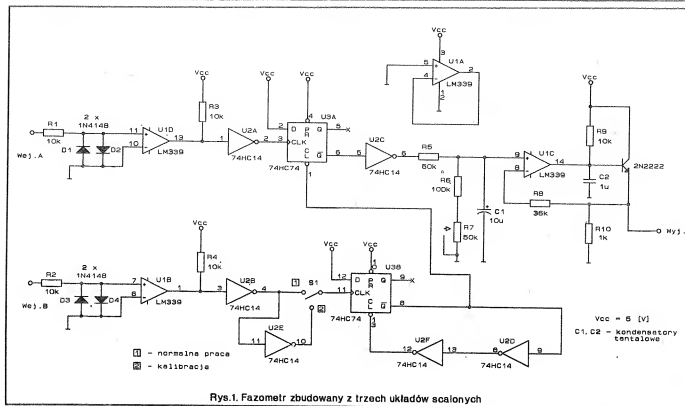
Prosty, ale efektywny układ fazometru do mierzenia różnic fazowych przebiegów sinusoidalnych i prostokątnych, niskich częstotliwości można zbudować w oparciu o trzy układy scalone. Tak zbudowany układ zapewnia dokładność pomiaru lepszą niż 0.5° i może analizować całą skalę przesunięć tzn. 0-360°. Układy scalone, które będą wykorzystane, to dwa układy CMOS, cyfrowe: 74HC74 - dwa przerzutniki D, 74HC14 - sześć inwerterów z wejściami z histerezą (wejścia Schmitta) oraz układ LM339 - początkowy analogowy komparator. Schemat układu przedstawia Rys.1.

### Opis działania układu fazometru

Układ z Rys.1 mierzy różnicę faz dwóch przebiegów i wynik pomiaru po-

dejne na wyjściu w postaci napięcia stałego proporcjonalnego do mierzonej różnicy fazy. Wejściami do układu są dwa wejścia nieodwracające sekcji VID i VIB komparatora LM339 - INa oraz INb na Rys.1. Komparatory VID i VIB wykrywają przejście przez poziom zera na każdym z wejść INa i INb - odpowiednio, ponieważ wejścia odwracające (które stanowią w takim układzie poziom odniesienia) zostały podłączone do poziomu zera (masa). W celu ochrony wejść komparatorów VID i VIB przed przepięciami z wejścia, zastosowano ograniczniki napięcia na diodach D1+D4. Wszystkie napięcia (plus i minus), które przekroczy poziom prowadzenia diody zostają zwierane poprzez diodę do masy - wejścia nieodwracające VID i VIB. Rezystory R1 i R2 ograniczają prąd wejściowy i zabezpieczają diody wejściowe ogranicznika D1+D4 przed uszkodzeniem nadmiernym prądem. Sekcje V2A i V2B układu 74HC14 - inwertery z wejściami Schmitta - pracują jako bufor pomiędzy wyjściem z

komparatora, a wejściem do układu CMOS74HC74. Rezystory R3 i R4 łączące wejścia inwerterów V2A i V2B do napięcia zasilającego Vcc są obciążeniem dla wyjść komparatorów VID i VIB/LM339. Przerzutnik V3A/74HC74, jest skonfigurowany jako przerzutnik set/reset. Układ ustawiany jest w stan "1" (set) w odpowiedzi na narastające zbocze z inwertera V2A (odpowiada to opadającemu zboczowi na wejściu INa). W stan "0" układ ustawiany jest ujemnym impulsem na wejściu 1-Clear, które jest sterowane wyjściem Q/V3B. Układy V2D i V2F oraz V3B formują pojedynczy wąski impuls w odpowiedzi na narastające zbocze z układu V2B (odpowiada to opadającemu zboczowi na wejściu INb). Ten wąski impuls podawany jest na wyżej wspomniane wejście 1-Clear, aby ustawić w stan "0" (reset) układ V3A. Przebieg zdarzeń obrazują przebiegi czasowe dla tego układu. Inwerter V2C buforuje wyjście układu V3A i odwraca fazę sygnału. Rezystory R5,



Rys.1. Fazometr zbudowany z trzech układów scalonych

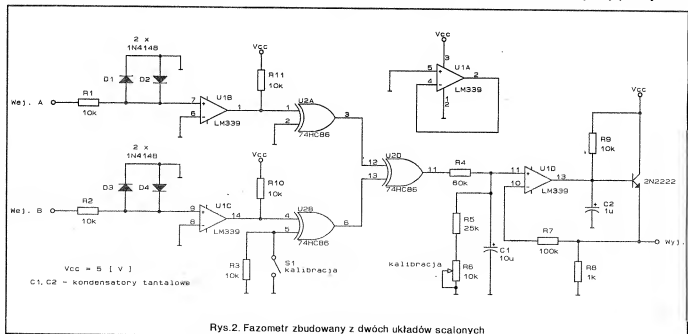
R6, R7 wraz z kondensatorem tworzą dzielnik napięciowy z filtrem dolno-przepustowym. W tym układzie odbywa się skalowanie i filtrowanie napięcia wyjściowego z V2C. Wyjściowe napięcie z V2C jest w postaci dodatnich impulsów, których długość jest proporcjonalna do czasu pomiędzy przejściami przez poziom 0 na wejściach InA i InB. Z analizy przebiegów czasowych Rys.3 wynika, że tylko przejście w jednym kierunku jest mierzone, co umożliwia pomiar fazy w całym zakresie kąta  $0 \div 360^\circ$ . Odpowiednio zatem napięcie średnie na kondensatorze C1 jest proporcjonalne do tego czasu (jest to czas ładowania kondensatora) czyli do różnicy faz pomiędzy sygnałami na wej-

ściach InA i InB. W ten sposób zakodowana różnica faz jest podawana do wejścia układu wzmacniacza-wtórniaka napięciowego. Sekcja VIC/LM339 wraz z tranzystorem 2N2222 tworzą wzmacniacz z jednostkowym wzmocnieniem. Układ ten służy do zwiększenia impedancji widzianej przez kondensator C1, oraz do zmniejszenia impedancji wyjściowej układu. Kondensator C2 utrzymuje wraz z rezystorem R9 komparator U1C na liniowej części jego charakterystyki. Na wyjściu układu otrzymujemy napięcie, które jest proporcjonalne do różnicy faz. Cyfrowy miernik napięcia na dobranym zakresie podczas kalibracji układu będzie wskazywał przesunięcie fazowe w

stopniach.

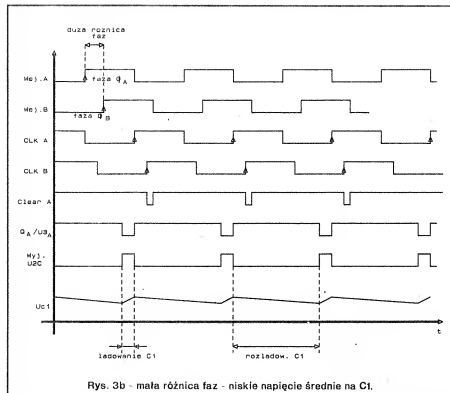
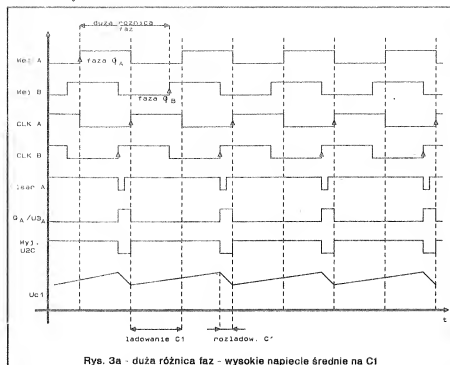
## Sposób kalibracji układu

W celu kalibracji układu należy do obydwu wejść InA i InB dostarczyć prostokątny przebieg o napięciu 1Vpp i częstotliwości z zakresu  $50 \div 1000$  Hz. Na wyjście układu (pomiędzy "Out" a masę) podłączamy woltomierz cyfrowy. Następnie otwieramy 1/S1, i zamykamy 2/S1. W ten sposób dokonujemy odwrócenia fazy przebiegu podawanego na wejście InB o całe  $180^\circ$  (inwerter V2E). Teraz regulując rezystorem R7 doprowadzamy wskazania woltomierza cyfrowego do stanu 1.800(V). Skoro już dokonaliśmy kalibracji, wracamy do stanu normalnej pracy przełącznika



Rys.2. Fazometr zbudowany z dwóch układów scalonych

Rys.3. Porównanie przebiegów czasowych w charakterystycznych punktach fazometru z Rys.1.



S1 (zamykamy 1/S1 i otwieramy 2/S1). Otrzymałymi teraz wyskalowany przyrząd do pomiaru przesunięcia fazy  $0^\circ$ - $360^\circ$  w skali bezwzględnej - czułość  $0.01\text{V}/^\circ$ . Dokładność wskazań układu dla przebiegów prostokątnych o napięciu  $1\text{Vpp}$  będzie lepsza od  $0.2^\circ$ , natomiast dla przebiegów sinusoidalnych z tego samego zakresu częstotliwości o napięciu skutecznym  $3\text{V}$  będzie lepsza od  $0.5^\circ$ .

Należy zwrócić uwagę na potrzebę

zastosowania jako C1 i C2 kondensatorów tantalowych, które mają bardzo małą upływność własną. Poza tym układ nie ma żadnych specjalnych wymagań. Jest zasilany z pojedynczego źródła napięcia dodatniego i może być zmontowany i uruchomiony w krótkim czasie. Dokładność pomiaru jest duża, jak dla potrzeb amatorskich. Jedynym problemem może okazać się zdobycie cyfrowego miernika napięcia, który jest drogi, ale dostępny niemal w każdym sklepie branży elektronicznej. Zastosowanie miernika wskazówkowe-

go może utrudnić odczyt przesunięcia bezpośrednio w stopniach, w przypadku braku odpowiedniego zakresu w mierniku.

## Fazometr zbudowany z dwóch układów scalonych

Przedstawimy poniżej układ fazometru jest przeznaczony do pomiaru różnicy fazy przebiegów prostokątnych i sinusoidalnych w niskim zakresie częstotliwości  $50\text{--}1000\text{Hz}$ . Do budowy układu wystarczą jedynie dwa układy scalone - 74HC86 - exclusive OR CMOS, oraz LM339 - poczwórny analogowy komparator. Układ zapewnia dokładność pomiaru lepszą od  $1^\circ$  - Rys.2. W porównaniu z poprzednim układem fazometru z Rys.1 ten układ różni się jedynie "środkiem". Zarówno układ wejściowy jak i wyjście są w obydwu fazometrach Rys.1 i Rys.2 prawie identyczne.

## Krótki opis działania układu z Rys.2

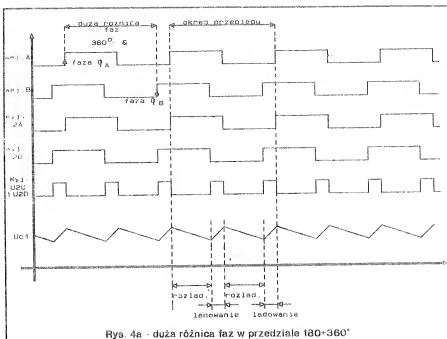
Szczegółowy opis działania, oraz funkcje spełniane przez poszczególne elementy układu zostały opisane przy opisie fazometru z Rys.1. Sekcje V1b i V1c poczwórnego komparatora wykrywają przejście przez poziom "0" dla każdego z wejść układu. Wejścia są zabezpieczone diodami D1-D4 i ograniczają napięcie wejściowe. Dwie sekcje 74HC86 - V2A i V2B funkcjonują jako bufor (S1 otwarty). Rezystory R10 i R11 są obciążeniem komparatorów wejściowych V1b i V1c. Wyjścia układów V2A i V2B są połączone do zrównoległonych bramek sekcji V2C i V2D. Równoległe połączenie V2C i V2D zastosowano w celu zmniejszenia impedancji wyjściowej. Rezystory R4, R5, R6 i kondensator C1 tworzą dzielnik napięciowy wraz z filtrem dolno-przepustowym - skalując i filtrując sygnał. Również w tym układzie na wejściu do dzielnika i filtra (R4, R5, R6, C1) mamy dodatnie impulsy, których długość jest proporcjonalna do czasu pomiędzy przejściami przez poziom "0" na wejściach InA i InB. W tym układzie jest zasadniczo różnica w tym momencie, ponieważ nie są rozróżniane fazy przejścia przez 0, zarówno ujemne zbrocze przejścia jak i dodatnie wywołuje taki sam skutek - Rys.4. Powoduje to, że w efekcie końcowym fazometr pokazuje przesunięcie na skali  $0$ - $180^\circ$ , nie rozróżniając kąta  $+\alpha$  od  $-\alpha$ . Napięcie średnie na kondensatorze C1 jest proporcjonalne do różnicy fazy InA i InB - Rys.4. Dalej analogicznie jak w układzie z Rys.1 otrzymujemy napięcie na wyjściu proporcjonalne do różnicy fazy.

## Sposób kalibracji układu

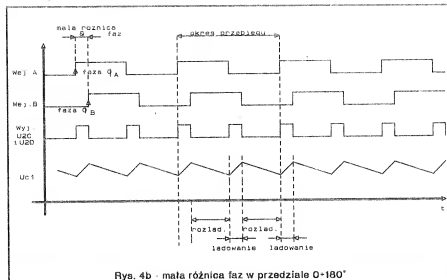
W celu kalibracji układu należy przy otwartym przełączniku S1 dostarczyć na obydwie wejścia jednocześnie sinusoidalny lub prostokątny przebieg niskiej częstotliwości 50÷1000(Hz). Woltomierz cyfrowy podłączamy na wyjście - powinien wskazywać 000. Jeśli wskazanie jest inne, to zwracamy przełącznik S1 i rezystorem R6 doprowadzamy do wskazania 1.800(V) na woltomierzu - co odpowiada różnicy fazy 180 stopni. Następnie po otwarciu S1 woltomierz powinien wskazywać 000(V) i układ jest gotowy do pracy. Wskazania woltomierza pokazywać będą różnicę faz z podziałką 0.01V° na skali 0÷180°. Dokładność pomiaru dla fali prostokątnej lepsza od 0.4°, natomiast dla przebiegu sinusoidalnego dokładność jest lepsza od 1°. W tym układzie również jako C1 i C2 zaleca się zastosowanie kondensatorów tantalowych. Dokładność pomiaru w tym układzie jest nieco gorsza, jednak układ ma mniej elementów i jest nieco prostszy w budowie. Obydwa układy opracował Michael A.Wyatt i ukazały się w Electronic Design 10/89 i 3/90. Analiza przebiegów czasowych z Rys.3 i Rys.4 obrazuje różnicę w obydwo układach, które na pierwszy "rzut oka" wydają się identyczne. Należy zauważyć, że w obydwu przypadkach napięcie na kondensatorze C1 będzie takie samo (takie same będą również wskazania woltomierza cyfrowego w obydwu przypadkach), mimo iż różnice faz w obydwu przypadkach są różne. Wniosek stąd, że układ ten zdolny jest do wskazywania różnic fazowych w przedziale bezwzględny 0÷180°.

mgr inż. Aleksander Rode

Rys.4. Porównanie przebiegów czasowych w charakterystycznych punktach fazometru z Rys.2.



Rys. 4a - duża różnica faz w przedziale 180÷360°



Rys. 4b - mała różnica faz w przedziale 0÷180°

## Mikrokomputery jednokładowe serii MCS-48 cz.1

Różnizę jednokładowych mikrokomputerów serii MCS-48 stanowią układy:

- \* 8048/8049/8050 o wewnętrznej pamięci programu typu ROM o pojemności odpowiednio 1KB, 2KB i 4KB
- \* 8748/8749 o wewnętrznej pamięci programu typu EPROM o pojemności odpowiednio 1KB i 2KB; KB-kilobajt
- \* 8035/8039/8040 - bez wewnętrznej pamięci programu.

Wszystkie układy są sobie funkcjonalnie równoważne.

### Opis wyprowadzeń

Każde wejście jest zgodne z TTL i każde wyjście możeysterować jedną standardową bramkę TTL (chyba, że wskazano inaczej).

- [1] TO - wejście testowane instrukcjami skoków warunkowych ITO i INTO; po wykonaniu instrukcji ENTO CLK staje się wyjściem, na którym są obecne impulsy zegarowe.
- [2] XTAL1, [3] XTAL2 - wejście rezonatora dla wewnętrznego oscylatora układu lub wejście zewnętrznych impulsów zegarowych.

- [4] RESET - wejście inicjalizacji (zerowania) procesora.
- [5] SS - wejście sterujące pracą krokową procesora.
- [6] INT - wejście przerwania zewnętrznego; musi być w stanie LO przez co najmniej 3 cykle maszynowe; przy zablokowanym układzie przerwa zewnętrznych, testowane rozkazem INT.
- [7] EA - wejście wymuszające pobieranie programu z pamięci zewnętrznej (EA-1); +12V dla 8048/49/50 w czasie weryfikacji programu i +18V dla 8748/49 w czasie programu.



mowania i weryfikacji.

[8] RD - wyjście aktywowane podczas odczytu portu PO; może być użyte jako sygnał zezwalający na wpisanie do portu PO danych z układu zewnętrznego; używane także jako strob odczytu zewnętrznej pamięci danych.

[9] PSEN - wyjściowy sygnał odczytu zewnętrznej pamięci programu.

[10] WR - wyjściowy strob zapisu portu PO; używane również jako strob zapisu do zewnętrznej pamięci danych.

[11] ALE - wyjście; sygnał występujący raz w czasie każdego cyklu maszynowego (raz na 5 taktów zegarowych); ujemne zboczne sygnału strobuje adres zewnętrznej pamięci programu lub danych.

[12]...[19] DO-D7 (P0) - port dwukierunkowy, który może być zapisany lub odczytany synchronicznie przy użyciu strobów RD i WR; może być także zatrzaskany statycznie; zawiera 8 młodszych bitów licznika programu podczas odczytu zewnętrznej pamięci programu i odbiera zaadresowaną instrukcję pod kontrolą sygnału PSEN; zawiera również adres i dane podczas instrukcji wprowadzania danych do zewnętrznej pamięci RAM pod kontrolą sygnałów ALE, RD, WR

[20] VSS - GND, masa układu.

[21]...[24], [35]...[38] P20-P27 - quasi-dwukierunkowy 8-bitowy port P2.

[25] PROG - wejście impulsu programującego +18V dla 8748/49; wyjście strobu zapisu i odczytu we/wy ekspander 8243.

[26] VDD - 21V w czasie impulsu programującego; 5V w czasie pracy pamięci ROM i EPROM; przy zasilaniu baterijnym (5V) podtrzymuje wewnętrzną pamięć RAM po wyłączeniu VCC.

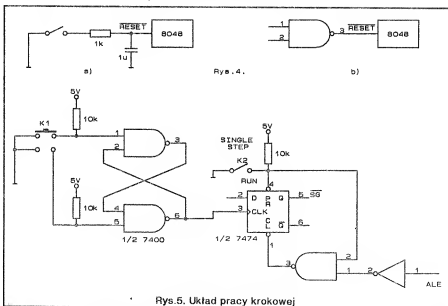
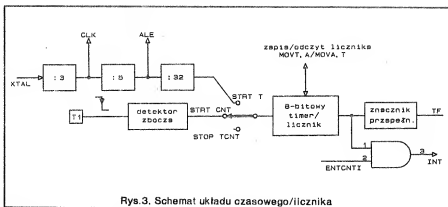
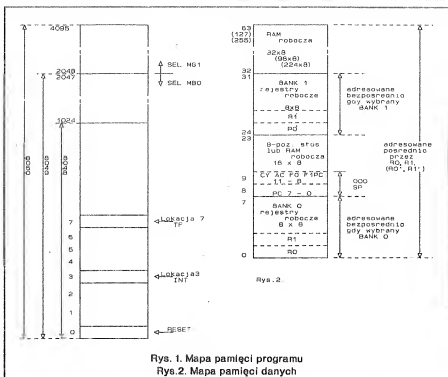
[27]...[34] P10-P17 - quasi-dwukierunkowy 8-bitowy port P1.

[39] T1 - wejście testowane instrukcjami IT1 i INT1; instrukcja STRT CNT ustawia je jako wejście licznika impulsów zewnętrznych.

[40] VCC - 5V, zasilanie główne.

## Pamięć programu

Mapę pamięci programu przedstawia rys.1. Może ona zawierać instrukcję programu jak również stałe w postaci tablic. Adresowana jest przez 12-bitowy licznik programu, którego najstarszy bit PC11 jest ustawiany rozkazem SEL MBO na 0, a rozkazem SEL MBI na 1, co oznacza wybór bloku pamięci 0 (adresy 0-2047, 000H-7FFF) lub 1 (adresy 2048-4095, 800H-FFFF). Komórki o adresach



000H, 003H, 007H zawierają pierwsze rozkazy programów wykonywanych po pojawieniu się sygnałów odpowiednio: RESET (inicjalizacja pracy  $\mu$ k), INT (przerwanie zewnętrzne) i przepiętnie-

nia licznika TF (przerwanie wewnętrzne).

## Pamięć danych

Rys.2 przedstawia mapę pamięci

danych (RAM). Pojemność jej wynosi 64/128/256 bajtów dla  $\mu$  8048/49/50. Wyróżnia się w niej 2 zespoły rejestrów roboczych:

- Bank 0 (R0-R7), lokacja 0-7, wybierany rozkazem SEL RBO
- Bank 1 (R0'-R7'), lokacja 24-31, wybierany rozkazem SEL RB1.

8-pozomowy stos i pamięć roboczą. Jeśli na początku programu obsługi przerwania umieści się rozkaz zmiany banku rejestrów, to po jego zakończeniu procesor automatycznie przejdzie do banku początkowego. Instrukcja DINZ czyni bardzo efektywnym użycie rejestru roboczego jako licznika pętli programu, pozwalając zmniejszać i testować rejestr pojedynczą instrukcją. Ponieważ rejestry robocze są adresowane bezpośrednio przez kilka instrukcji, czyli są najłatwiej dostępne, to służą zwykle do przechowywania najczęściej używanych wyników i danych. Dwa pierwsze rejestry R0,R1 (R0',R1') adresują roboczą pamięć danych.

## Porty WE/WY

Port P0 (BUS) jest dwukierunkowy i może być wykorzystany jako proste 8-bitowe wejście (bufor) lub wyjście (rejestr) i jest odczytywany i zapisywany sygnałami RD i WR. Przy współpracy z zewnętrzną pamięcią programu port wysyła młodszy bajt licznika programu (adres), a następnie wpisywany jest do niego rozkaz z pamięci. Operacją tą steruje rozkaz PSEN. Umożliwia także przesyłanie adresów i danych współpracując z zewnętrzną pamięcią RAM. Operacje te sterują sygnały ALE, RD, WR.

8-bitowe porty P1 i P2 działają inaczej. Operacja WY zapisuje dane do portu, gdzie pozostają niezmienione, aż do ponownego zapisu przez procesor. W przypadku pracy jako WE, dane nie są zatrzaskiwane, czyli muszą pozostać bez zmian, aż do dokonania odczytu. Linie tych portów są określane jako quasi-dwukierunkowe, ponieważ specjalna budowa obwodu wyjściowego każdej z nich pozwala indywidualnie ustawiać daną linię jako WE lub WY, przy czym linia może służyć jako wejście tylko wtedy, gdy jej wyprowadzenie zostało wcześniej ustawione w stan HI przez operację WY. Bity portów możemy ustawiać dowolnie instrukcjami ANL i ORL.

## Przerwania

Obsługiwane są 2 rodzaje przerwań: zewnętrzne - poziom LO na wejście INT - i wewnętrzne - przepełnienie licznika, TF=1. Oba przerwania mogą być programowo za- i odblokowane. Przerwanie zewnętrzne ma większy priorytet niż wewnętrzne. Dla zapewnienia poprawnego działania układu

sterowania przerwaniami, wejście INT musi być utrzymane w stanie LO przez co najmniej 3 cykle maszynowe. Wykonanie jakiegokolwiek podprogramu obsługi przerwań, powoduje zapisanie na stosie (lokalne 8 i 9 pamięci RAM) licznika programu oraz starszego półbajtu słowa stanu programu, które stanowi 8 bitów o następującym znaczeniu:

- bity 0-2 - wskaźnik stosu, SP;
- bit 3 - "1";
- bit 4 - BS, znacznik wyboru banków rejestrów roboczych: BS=0 -> bank0, BS=1 -> bank 1;
- bit 5 - FO, znacznik programowy, może być ustawiany programowo na 0 i 1 i testowany instrukcją IFO;
- bit 6 - AC, przeniesienie półtłokowe;
- bit 7 - CY, przeniesienie.

Nie ma automatycznie generowanego sygnału potwierdzenia przyjęcia przerwania. Możliwa jest jednak jego programowa generacja na jednym z bitów portu P1 (P2). Uzyskać to można poprzez umieszczenie na początku programu obsługi przerwania na przykład następującej sekwencji rozkazów:

ORL P2 #01H; ustaw 1 na wyjściu P20

ANL P2' #FEH; ustaw 0 na wyjściu P20, co spowoduje wystąpienie na wyjściu P20 impulsu 0 -> 1 -> 0 o czasie trwania dwóch cykli maszynowych.

System przerwań jest jednopoziomowy, tzn. do chwili wykonania instrukcji powrotu z podprogramu obsługi przerwania (RETR, RET) kolejne przerwania są ignorowane. Dotyczy to obu rodzajów przerwań.

## Układ czasowy/licznik

Schemat budowy pokazuje rys.3.

## Licznik zdarzeń zewnętrznych

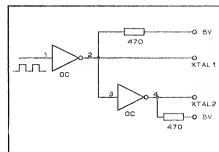
Wykonanie instrukcji STRT CNT przyłącza wejście T1 do licznika i odblokowuje go. Każda zmiana 1 -> 0 na wejściu T1 zwiększa stan licznika o 1. T1 musi być w stanie LO przynajmniej przez 1 cykl maszynowy (5 taktów zegarowych). Maksymalna szybkość zmian 1 -> 0 na wejściu T1 wynosi raz na 3 cykle rozkazowe (15 taktów). Wartość minimalnie nie ogranicza się. Minimalny czas trwania poziomu HI na wejściu T1 wynosi co najmniej 1/5 cyklu maszynowego po każdym przejściu.

## Układ czasowy (timer)

Wykonanie instrukcji STRTT przyłącza zegar wewnętrzny do wejścia licznika. Impulsy zewnętrznego rezeratora są dzielone przez 3, dając częstotliwość zegara procesora (T,CLK), a następnie przez 5, dając częstotliwość cykli maszynowych (ALE). Dalszy podział przez 32 powoduje, że licznik jest inkrementowany co 32 cykle maszynowe, co pozwala uzyskać opóźnienia z przedziału  $32 \times 5 \times T$  do  $256 \times 32 \times 5 \times T$  w  $\mu$ s. Większe opóźnienia mogą być realizowane programowo przez zliczanie przerwań wewnętrznych (detekcja przepełnień licznika), a mniejsze przez zliczanie sygnałów ALE, które po podzieleniu przez 3 w układzie zewnętrznym mogą być doprowadzone do we T1.

## Oscylator

Oscylator wewnętrzny jest obwodem wysokiej częstotliwości o zakresie 1-11MHz. Wyprowadzenie X1 jest wejściem do stopnia wzmacniającego, a X2 jest wyjściem. Rezonator zewnętrzny (kwarcowy, ceramiczny, LC) podłączany między X1 i X2 dostarcza sprzężenia zwrotnego i wymaganego przesunięcia fazy dla wzbudzenia oscylacji. Sposób doprowadzania impulsów zegarowych z zewnętrznego źródła pokazuje rysunek.



## Zerowanie $\mu$ (Reset)

Sygnał RESET inicjuje pracę procesora. Sposób zerowania przedstawia rys.4. Jeżeli impuls zerujący jest tworzony w układzie zewnętrznym (rys.4b), to wejście RESET musi być w stanie LO przez co najmniej 10ms po osiągnięciu przez zasilanie wartości znamionowej. Inicjalizacja procesora spełnia następujące funkcje:

- \* zeruje licznik programu, PC=0
- \* zeruje wskaźnik stosu, SP=0
- \* wybiera zerowy zespół rejestrów
- \* wybiera zerowy blok pamięci
- \* port P0 ustawia w stan wysokiej impedancji (z wyjątkiem, gdy EA=5V)
- \* porty P1 i P2 ustawia jako wejścia
- \* blokuje przerwania \* zatrzymuje

# układ czasowy

- \* kasuje znacznik TF
- \* kasuje znaczniki F0 i F1
- \* blokuje wyjście zegara (CLK) na TO

## Praca krokowa (rys.5)

Ten rodzaj pracy umożliwił sprawżanie i wykrywanie błędów programu i pracy sterownika mikroprocesorowego. Program jest wykonywany instrukcją po instrukcji z zatrzymaniem na dowolnie długi czas w fazie pobrania rozkazu. Można wówczas sprawdzić poprawność wykonania przez sterownik poprzedniego rozkazu i w razie błędu

rozstrzygnąć, czy jest to wina sprzętu czy programu. Pojawienie się sygnału SS=0 spowoduje, po zakończeniu bieżącego cyklu rozkazowego, że sygnał ALE rozpoczynający kolejny cykl rozkazowy będzie w stanie HI nie przez 1 takt zegarowy, lecz do chwili, gdy SS=1. W tym czasie port P0 i P20-P23 zawierają adres kolejnej instrukcji. Naciśnięcie przycisku K1 powoduje ustawienie SS=1 i procesor kończy rozpoczęty cykl rozkazowy wykonaniem pobranego rozkazu. ALE przechodzi z 1 na 0, co powoduje zmianę SS z 1 na 0 i zatrzymanie procesora na kolejnej instrukcji. Przycisk K2 wybiera pracę ciągłą lub krokową.

Zostały tu przedstawione własności  $\mu$ k MCS-48 umożliwiające zastosowanie ich w najprostszych sterownikach. W cz.II będzie omówione programowanie i weryfikacja wewnętrznej pamięci programu oraz możliwości rozbudowy systemu MCS-48.

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:  
8-Bit Embedded Controller  
Handbook - Intel 1989

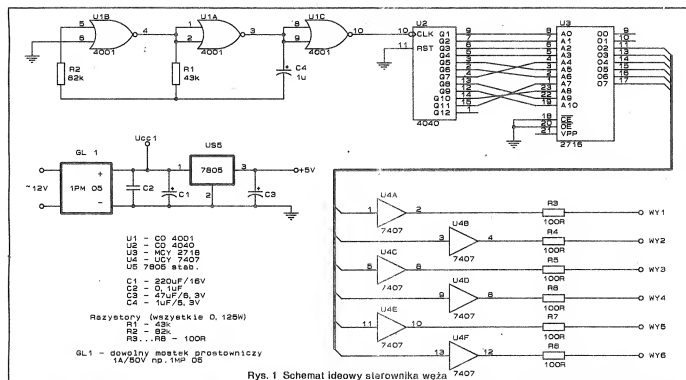
## Sześćcio-kanalowy sterownik węża

W ostatnich czasach pojawiło się wiele schematów sterowników węża. Były one jednak zbyt skomplikowane, lub miały bardzo małe możliwości. Przedstawiony tutaj układ cechuje maksymalne uproszczenie konstrukcji

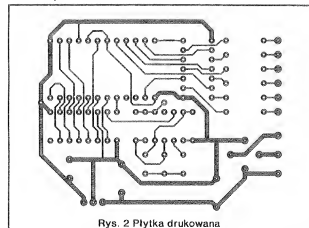
przy zachowaniu dość dobrych parametrów.

Schemat urządzenia przedstawiony na Rys.1 jest zbudowany z układów scalonych i zasilany z transformatora

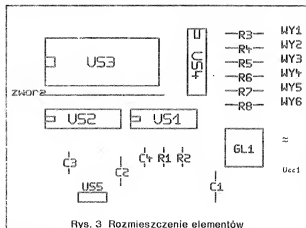
sieciowego o napięciu wyjściowym w granicach 12V i mocy min.8W. Elementy U1 (CD4001) tworzą generator częstotliwości, którego impulsy są zliczane przez układ CMOS CD4040. Wyjścia tego układu są podłączone z



Rys. 1 Schemat ideowy sterownika węża



Rys. 2 Płytką drukowaną



Rys. 3 Rozmieszczenie elementów

liniami adresowymi pamięci EPROM 2716, która steruje bufor 7407. Każdy z buforów steruje jednym kanałem, który składa się z 5 diod LED połączonych ze sobą szeregowo (anoda ostatniej LED jest podłączona do Ucc1). Cały program działania sterownika jest zapisany w pamięci EPROM, i obejmuje

kilkanaście ciekawych kombinacji wzajemnie ze sobą połączonych. Na Rys.2 przedstawiona jest płytka drukowana, a na Rys.3 rozmieszczenie elementów. Korekty generatora takującego dokonuje się niewielką zmianą wartości R1.

W opisanym modelu zastosowano 5

LED na kanał, ale można tę ilość zwiększyć. Należy wtedy zastosować dodatkowe napięcie do zasilania węża (zamiast Ucc1). Należy przy tym brać pod uwagę, aby nie przekroczyć napięcia 35V i prądu 40mA dla pojedynczego bufora.

### Zawartość pamięci EPROM.

[illegible]

Zbigniew Korpak

# Niekonwencjonalny sposób dołączenia przetwornika A/C do IBM

Prezentowany w artykule układ składa się z dwu niezależnych części: 8 bitowego przetwornika D/A oraz 8 bitowego przetwornika A/D. Mogą one być uruchamiane i użytkowane niezależnie, albo też tworzyć jedno urządzenie. Niewątpliwą zaletą układu jest podłączenie do komputera (np. IBM) poprzez port drukarki co zwalnia z konieczności projektowania specjalizowanej karty, oraz otwierania obudowy (gwarancja). Układ przetwornika D/A został zaprojektowany tak, aby zapewnić kompatybilność ze specyfikacją Covox co zapewne ucieszy miłośników komputerowej muzyki.

Układ interface'u Centronix zajmuje 3 kolejne bajty w przestrzeni we-wy procesora. Ich umiejscowienie zależy od tego, który z portów ma być wykorzystany. Zazwyczaj:

LPT1 - 0378H, 0379H, 037AH

LPT2 - 0278H, 0279H, 027AH

(na karcie video)

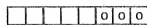
LPT1 - 03BCH, 03BDH, 03BEH

## Opis portu: (na przykładzie LPT1)

Adres

0378H - Zatrask Wyjściowy (do zapisu) Dana wpisana natychmiast pojawia się na liniach DO - D7 (pin2 - pin9). Linie te pozostają w nie zmienionym stanie, aż do następnego zapisu do portu. W opisywanym układzie dana wpisana pod w.w. adres steruje przetwornikiem D/A.

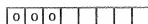
0379H - Rejestr Stanu Drukarki (do odczytu) W opisywanym układzie znaczenie poszczególnych bitów jest następujące:



Koniec konwersji

Młodsze lub starsze 4 bity z przetwornika A/D

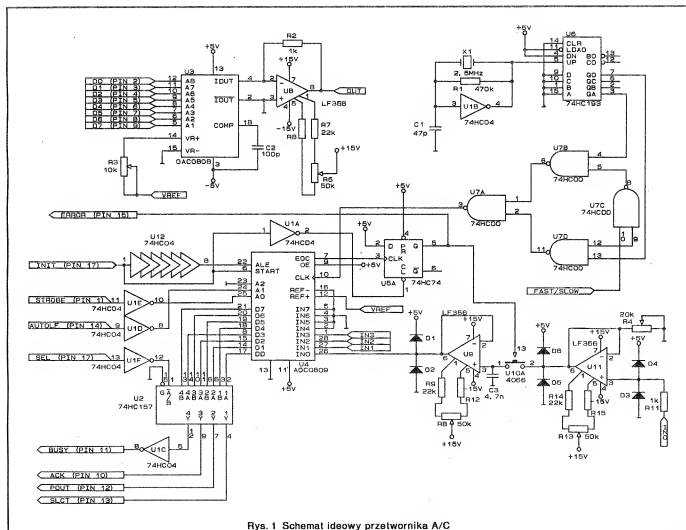
037AH - Rejestr Sterujący Drukarką (do zapisu)



Wybór wejścia  
Start konwersji  
Wybór młodszej/starszej wartości udostępnianej przez przetwornik A/D  
Włączanie/przerwanie (IRQ5,7)

## Opis przetwornika D/A.

Zastosowany układ scalony DAC0808 składa się z 8 przełączanych źródeł prądowych sterowanych prądem wpływającym przez wyprowadzenie REF<sup>+</sup>. W zależności od stanu linii DO - D7 odpowiadające im źródła prądowe są dołączane do IOUT (dla stanu 1) lub IOUT<sup>-</sup>. Suma prądów wpływających do układu poprzez wyprowadzenia IOUT i IOUT<sup>-</sup> jest stała i wynosi



Rys. 1 Schemat ideowy przetwornika A/C

255/256 prądu wpływającego poprzez wyprowadzenie REF<sup>+</sup>. Dobór prądu odniesienia jest uwarunkowany wytrzymałością przetwornika (I<sub>REF</sub>=4mA) oraz szumami przetwornika wraz z układem konwersji prąd-napięcie. W prezentowanym układzie autor wybrał I<sub>REF</sub> = 2.56mA. W przypadku zwarcia REF<sup>+</sup> z masą napięcie na REF<sup>+</sup> jest utrzymywane na poziomie OV, zatem dla zapewnienia przepływu odpowiedniego prądu I<sub>REF</sub> wystarczy podłączyć wejście REF<sup>+</sup> poprzez rezystor do źródła napięcia odniesienia. W opisywanym urządzeniu autor zastosował wielobrotowy potencjometr montażowy, odradza natomiast stosowanie zwykłych rezystorów nastawnych ze względu na trudność dokładnej regulacji, czułość na drgania oraz niestabilność. Osobnym problemem jest wybór zmierzniacza operacyjnego pracującego w konwerterze prąd-napięcie. Powinien on charakteryzować się małym napięciem niezerównoważenia (pożądaną możliwością korekcji), prądem wejściowym mniejszym niż prąd odpowiadający 1/2 LSB (tutaj 1LSB=10µA), dużą szybkością (jeżeli przewidziane zastosowania przetwornika tego wymagają) oraz ... w miarę rozsądną ceną. Wybrany przez autora LF356 spełnia w sposób zadowalający wszystkie wymienione postulaty, jednak może być z powodzeniem zastąpiony poprzez inny zmierzniacz operacyjny (Uwaga na układ korekcyjny napięcia niezerównoważenia). Sygnał podawany na wejścia DO - D7 przetwornika powinien przyjmować stany zgodne ze standardem TTL względem masy (wewnętrznie połączone z IOUT<sup>-</sup>). W przypadku zastosowania układu DAC08, MDAC08 należy wyprowadzenie nr1 dołączyć do masy. W prezentowanym przez autora układzie na wyjściu przetwornika uzyskuje się napięcie w zakresie 0.00V - 2.55V proporcjonalne do wartości wpisanego rozkazem OUT (0378H), XX.

## Opis przetwornika A/D.

Zastosowany układ scalony ADC0809 jest 8 wejściowym 8 bitowym przetwornikiem A/D działającym w oparciu o metodę sukcesywnej aproksymacji (połowienia przedziału). Wybór wejścia dokonuje się poprzez podanie numeru wejścia na linie AO - A2, a następnie przełączenie linii ALE ze stanu 0 na 1. Informacja na wejściach AO - A2 powinna być podana z pewnym przedziałem względem następującego zbocza na linii ALE, więc sygnał ALE zostaje opóźniony w układzie 6 szeregowo połączonych inwerterów. Pojawienie się narastającego zbocza na linii INIT powoduje:

- \* wybór wejścia (w zależności od wartości sygnałów STROBE i AUTOLF)
- \* wyzerowanie układu przez przetwornik D--> zapamiętanie próbki przez uk-

ład Sample & Hold, oraz sygnalizowanie komputerowi stanu "Konwersja Trwa"

- \* przygotowanie układu ADC0809 do dokonania konwersji--> wyzerowanie wyjścia EOC (z opóźnieniem ok. 2µs)

Opadające zbocze linii INIT powoduje rozpoczęcie konwersji, która trwa 64 - 100 taktów zegara. Po zakończeniu konwersji przetwornik umieszcza wynik w rejestrze wyjściowym oraz zmienia stan linii EOC z zera na jeden, co z kolei powoduje ustawienie przetwornika D. W wyniku tego zostaje odblokowany układ Sample & Hold oraz następuje zmiana stanu linii ERROR z zera na jeden, co sygnalizuje komputerowi zakończenie konwersji. W trakcie trwania konwersji na wyjściach przetwornika dostępny jest poprzedni wynik. Umożliwia to odczyt i przetworzenie w tym samym czasie, co wymaga jednak pewnej wprawy w pisanie programów w Assemblerze. W przypadku zastosowania przetwornika do pomiaru sygnałów wolnozmiennych można zrezygnować z układu Sample & Hold pozostawiając jedynie diody zabezpieczające. Przesyłanie wyniku do komputera realizowane jest porcjami po 4 bity. Jeżeli 3 bit liczby wpisanej do portu 037AH ma wartość 0, to bity 7 - 4 liczby odczytanej z portu 0379H odpowiadają 4 młodszy bitom uzyskanym z przetwornika. Odczyt pozostałej części wyniku możliwy jest po wpisaniu do portu 037AH liczby, której 3 bit ma wartość 1. Parę słów warto poświęcić kryteriom doboru napięcia odniesienia. Układ przetwornika wymaga, aby potencjał wyprowadzenia REF<sup>+</sup> był bliski potencjałowi masy, a REF<sup>-</sup> zasilania. W opisywanym układzie VREF = 5V można jednak przyjąć VREF = 5.12V co spowoduje, że skok przetwornika wynosił będzie 20mA. Przy zmianie VREF wskazane jest podwyższenie napięcia zasilania do 5.2V. Producent układu ADC0809 podaje maksymalną częstotliwość zegara jako 1.28MHz, doświadczenie wskazuje jednak, iż możliwe jest jej zwiększenie bez znaczącej straty dokładności. W celu osiągnięcia maksymalnej szybkości trzeba zadbać, aby sygnał na wejściu CLK miał strome zbocza, wypełnienie 1/2, oraz poziomy napięć typowe dla układów CMOS. Zaproponowany układ generatora umożliwia ponadto wybór pomiędzy prędkością maksymalną, a 1/8f max. W przypadku trudności z nabyciem 74HC193 można zastosować dowolny 4 bitowy licznik. Producent nie zaleca stosowania zbyt małych częstotliwości zegara, gdyż ADC0809 posiada komparator z przetwarzaniem. Z tego samego powodu impedancja widziana od strony wejść analogowych powinna być możliwie mała.

## Generalne uwagi

Układ ADC0809 wymaga poziomów napięć wejściowych zgodnych ze standardem CMOS, więc układy z nim współpracujące powinny być serii HC lub HCT. Dotyczy to w szczególności U1, U7 i U12. Układy serii LS najprawdopodobniej będą pracować poprawnie, jednak nie można tego zagwarantować. Zasilacz musi dostarczać napięć -15V, -5V, +5V, +15V oraz VREF. Ponieważ jednak pobór prądu przez przetwornik jest niewielki można napięcia -5V i +5V uzyskiwać z -15V i +15V. Ze względu na zastosowany układ diod zabezpieczających należy uniemożliwić pojawienie się napięcia wyższego niż 5.5V na linii +5V. (Wystarczy dioda Zenera).

Autor odradza zastąpienie diod D3 i D4 przez diody Zenera ze względu na zmniejszenie impedancji wejściowej i możliwy wzrost poziomu szumów.

Ze względu na zastosowane układy bardzo ważne jest stosowanie kondensatorów odsprężających zasilanie (nie uwidoczniły one na schemacie). W przypadku posiadania tylko jednego portu LPT i konieczności użytkowania drukarki warto zbudować prosty układ przelączający, aby uniknąć przekładania wtyczek. Projektując układ warto jednak pamiętać, że przy wyłączonym zasilaniu podawanie sygnału na wejścia przetwornika może powodować trudne do przewidzenia skutki.

## Opis programu.

Przykładowy program składa się z modułu Asemblerowego (VOX, ASM) i Pascalowego (PRZETW. PAS). Część Asemblerową należy skompilować do postaci VOX.OBJ, a następnie dołączyć do programu Pascalowego dyrektywę \$L nazwal. Przykładowy program ustawia adres portu drukarki na 0378H, następnie ustawia napięcie na przetworniku D/A na 2.55V, oraz wypisuje wartość napięcia zmierzonego na wejściu INO. Następnie pobiera 1000 bajtów reprezentujących wartości napięcia na wejściu INO i wysyła je 10 razy szybciej do przetwornika D/A. Procedury stringin i stringout zmieniają obsługę przerwania TIMER (IRQ0), co powoduje pewne skutki uboczne (np. nie wyłączenie silnika stacji dysków w trakcie trwania w.w. procedur). Okres próbkowania ustala się dobierając parametr timer: T = timer \* 0.839µs. Warto pamiętać, że w wyznaczonym czasie przetwornik musi zdążyć dokonać konwersji, a komputer odczytać wynik, toteż podanie zbyt małej wartości może spowodować zablokowanie komputera.

Wojciech Adam Noworyta

c.d. w następnym numerze

# Generatory dla techniki pomiarowej i kontrolnej

## Impulsowy generator – TTL

W amatorskim laboratorium nie powinno zabraknąć generatora impulsowego, zwłaszcza że można go łatwo zbudować.

Na Rys.1 pokazana jest zasada budowy takiego generatora. Impulsy szpilkowe są impulsami przełączającymi dla przerzutnika monostabilnego z regulowanym współczynnikiem trwania impulsu. Przerzutnik MF1 reguluje częstotliwość  $f$ , a przerzutnik MF2 reguluje szerokość impulsu  $t_H$ .

Na Rys.2 pokazana jest praktyczna realizacja tego konceptu. Przez połączenie wyjścia Q z wejściem B powstaje impuls szpilki o szerokości około 45ns. Taka wartość gwarantuje pewne przełączenie przerzutnika monostabilnego.

Przełącznik S1 daje następujące zakresy częstotliwości:

Pozycja	f min	f max
1	100kHz	1MHz
2	10kHz	100kHz
3	1kHz	10kHz
4	100Hz	1kHz
5	10Hz	100Hz

Przełącznikiem S2 ustawia się następujące czasy trwania impulsu:

Pozycja	t <sub>min</sub>	t <sub>max</sub>
1	0,1μs	1μs
2	1μs	10μs
3	10μs	100μs
4	100μs	1ms
5	1ms	10ms
6	10ms	100ms

Generator ten może być zbudowany na płytce drukowanej i powinien być umieszczony w małej obudowie. Zasilanie generatora może być z 5V źródła (maksymalny pobór prądu 20mA).

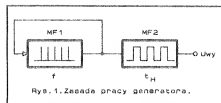
## Generator powtarzania impulsów

Do specjalnych celów np. do demonstrowania funkcji albo kontroli (sprawdzania) liczników jest wymagane wytworzenie określonej liczby impulsów. Rozwiązanie takiego zadania poka-

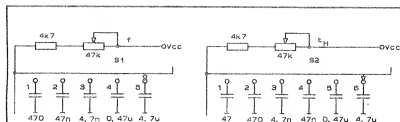
że jest na Rys.3. Układy scalone US1.1 i US1.2 tworzą przerzutnik RS uruchamiany wyłącznikiem przyciskowym. On powoduje, że na wyjściu US1.2 powstaje wysoki poziom. Zbocze tego impulsu przerzuca przerzutnik monostabilny US2.1. W momencie, w którym wyjście Q przyjmuje H poziom, rozpoczyna pracę generator US2.2. Dostarcza on L - impuls o szerokości około 300ns. Potrzebne H - impulsy są brane z wyjścia US1.4. Przełączając przełącznikiem obwody RC przy US2.2 można wybierać liczbę impulsów pomiędzy 10 i 100. Wartości te są tylko przykładowe, gdyż układ może być według potrzeby ustawiany. Podstawą jest obliczenie równania dla czasu  $t_{w0} = 0.45 \times R \times C$ . Wybiera się przy  $R=5k\Omega$ . Dla  $R=10k\Omega$  i  $C=500pF$  otrzymuje się  $t_{w0}$  np. 2,25μs.

## Generator impulsów szpilkowych

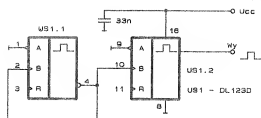
Schemat generatora pokazany jest na Rys.4. Obydwa tranzystory z lewej części schematu są tranzystorami jednokierunkowymi. Elementy te w połączeniu z obwodem RC nadają się dla układów relaksacyjnych. Do ustalania częstotliwości jest tutaj użyty potencjometr. Dioda kompensuje napięcie resztkowe CIE przy T2.



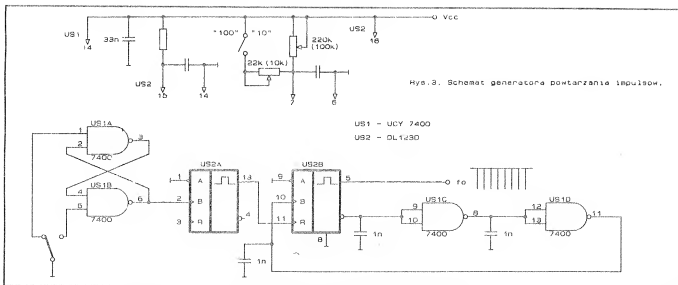
Rys. 1. Zasada pracy generatora.



Rys. 2. Praktyczna realizacja generatora.



Rys. 3. Schemat generatora powtarzania impulsów.



US1 - UCY 7400

US2 - DL123D

## Uniwersalny generator

Schemat generatora o wielu możliwościach, na bazie pojedynczych tranzystorów jest pokazany na Rys.5. Tranzystor T1 ulepsza charakterystykę roboczą. Tutaj nie występuje inwersja, a na rezystorze 752 jest zdemowowany dodatni impuls szpilkowy. Powtarzanie częstotliwości jest ustalone zgrubnie przy pomocy przetłacznika i dokładne przy pomocy potencjometru. Najmniejszych osiągnięty zakres wynosi od 2 do 20Hz, a największy od 20 do 200kHz. Do ustalania amplitudy drgań piktosłańnych służy wzmacniacz na T3.

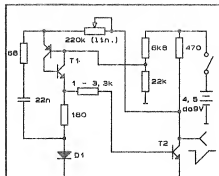
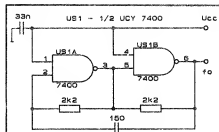
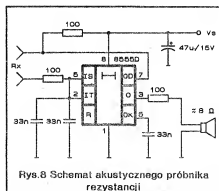


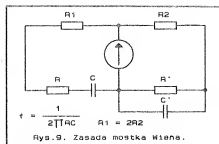
Рис.4. Схемат генератора импульсов  
азпилюющих.



Rys.6 Schemat prostego RC-TTL - generatora



**Rys.8 Schemat akustycznego próbnika rezystancji**



Rys. 9. Zasada mostka Wiena.

T4. Wyjście jest podane przez stopień kolektora T5 na przerzutnik Schmitta T6T7. Sygnał prostokątny przechodzi przez stopień różniczkujący na T8. Z emitera jest zbierana amplituda impulsu szpilkowego.

Jak widać tutaj, układ można rozbudowywać, gdyż każdy następny stopień bazuje na poprzednim.

Układ zasilany jest 12V źródłem i pobiera prąd 10mA.

## Generator impulsów na układach scalonych LS

Rys.6 przedstawia prosty układ, ale zapewniający pracę jako generator. Dla podanych wartości oscylator daje częstotliwość 1MHz przy stosunku

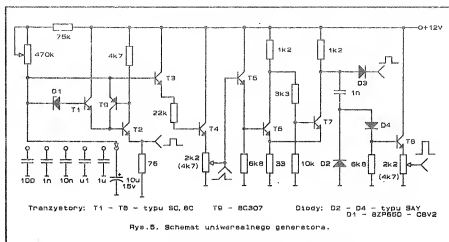
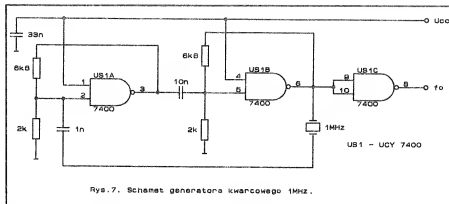
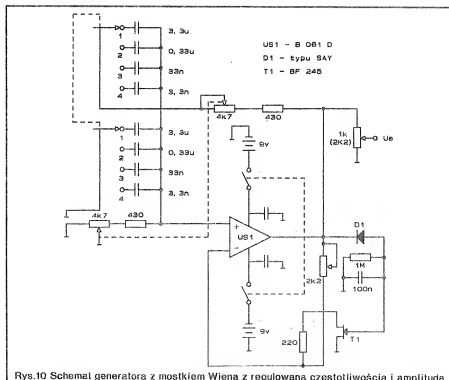


Рис. 5. Схемат універсального генератора.



Rys.7. Schemat generatora kwarcowego 1MHz.



Rys.10 Schemat generatora z mostkiem Wiena z regulowaną częstotliwością i amplitudą



impuls - pauza 2.5. Sygnał posiada kształt do przejścia, tak że można zrezygnować z dodawania bramek. Możliwe jest zmienianie wartości rezystorów o  $\pm 50\%$ . Dla dokładnego strojenia częstotliwości jest wmontowany trymer. W miejsce kondensatora może być zastosowany kwarc. Niestety kwarc 210kHz jeszcze nie inicjuje oscylacji. Użycie stabilizacji kwarcowej niskiej częstotliwości z brankami logicznymi jest niewątpliwie generalnym problemem.

Ociążenie kwarcu przez równoległe połączone rezystory jest ważne i wpływa negatywnie na metody pracy. Na Rys.7 pokazany jest układ z kwarcem 1000kHz. Obydwa układy pracują na równych zasadach, tylko ostatni jest trochę "wygodniejszy" z rozszerzeniem układów rezystorowych lepiej tłumiących drgania i na US1.3 jest dokładniej formowany sygnał wyjściowy. Dla układów ważne jest dobre odciążenie i przy tym żadne zakłócenia innych części układu nie będą występować.

## Akustyczny próbnik rezystancji

Na Rys.8 pokazany jest układ z timerem 8555D, który pracuje jako multivibrator astabilny. Ustawiając częstotliwość rezystory są tak zmieniane, że częstotliwość w używanym zakresie jest proporcjonalna do RX. Od przetwornika akustycznego (głośnik, słuchawki) oczekuje się, że częstotliwość w zakresie 100Hz do 10kHz będzie skutecznie przenoszona. Wartości rezystorów są wskazywane z praktycznego punktu widzenia i wynoszą 1k $\Omega$  (10kHz) i 100k $\Omega$  (100Hz). Ten mały pomocniczy generator jest używany z potencjometrem (ze skalą) albo z rezystorem odniesienia i bardzo dobrze nadaje się do sprawdzania długości przewodów.

## Generator sinusoidalny

Na Rys.9 przedstawiony jest układ wykorzystujący zasadę mostka Wiena. Spadek napięcia zmiennego w układzie szeregowym RC jest przy częstotliwości rezonansowej dwa razy większy jak dla układu równoległego RC.

Na Rys.10 pokazana jest praktyczna realizacja generatora. Zbudowano tutaj wzmacniacz operacyjny, gdyż ze względu na symetryczne wejście nadaje się jako wzmacniacz w układzie mostkowym. Do regulacji pętli jako rezystor użyty jest tutaj tranzystor SFET. To gwarantuje napięcie wyjściowe około 1.5V (wartość efektywna) całkowitego zakresu regulacji. Zakresy przedstawił poniżej:

Pozycja	fmin	fmax
1	10Hz	100Hz
2	100Hz	1kHz
3	1kHz	10kHz
4	10kHz	100kHz

Rezystor nastawny 2k2 jest ustawiany na optymalną wartość przy pomocy oscyloskopu. Potencjometr może być zarówno liniowy jak i logarytmiczny. Opcjonalnie jest tutaj również zastosowanie małej budowy generatora. Zasilanie może być realizowane z sieci. Optymalnym rozwiązaniem jest zastosowanie transformatora dzwonekowego z diodą Zenera dla prostowania jednopółprzewodowego.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:

Fankamateur 6/89.

# Obwód sprzężenia zwrotnego precyzyjnie stabilizujący poziom napięcia

Obwód ogranicznika składa się z wejściowego bufora (A1), wyjściowego - skalującego układu wzmacniacza napięciowego (A2), dwóch diod stabilizacyjnych Zenera (Z1 i Z2), oraz szeregu innych elementów biernych, które tworząc układ - Rys.1 dostarczają precyzyjnego bipolarnego stabilizowania poziomu w granicach 0 do  $\pm 11V$ , przy zmiennym sterowaniu wejścia. Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmując wzmacniacze (A1) i (A2) oraz diody Zenera zapewnia stabilizację poziomu wyjścia z dużą dokładnością.

Wewnątrz zakresu stabilizacji poziomu (dla Ei w granicach  $\pm V_z$  - Rys.1), diody Zenera są wyłączone (nie przewożą), oraz wzmacniacz (A2) doprowadza zwrotnie swoje wyjście do odwracającego wejścia wzmacniacza operacyjnego (A1) przez rezystory R4 i R3. Równocześnie (A1) steruje układem (A2) poprzez dzielnik napięciowy R,

Ujemne sprzężenie zwrotne wymusza na odwracającym wejściu (A1) napięcie równe napięciu na wejściu nieodwracającego (A1) - czyli na wejściu do układu stabilizatora - ogranicznika Ei. Idąc dalej, obwód wymusza również, że napięcie na odwracającym wejściu (A2) będzie stabilizować się również na poziomie napięcia wejściowego Ei (w granicach gdy Ei nie przekracza  $\pm V_z$ ). Na rezystancji R4 nie będzie żadnego spadku napięcia, ponieważ układ stabilizuje się do takiego stanu, aby do wejścia nieodwracającego (A1) nie wpływał żaden prąd przez R4. Konsekwentnie, nieodwracające wejście wzmacniacza (A2), którego poziom napięcia ustawiany jest potencjometrem R, przy równoważeniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, musi również podążać za poziomem Ei i śledzić wszelkie zmiany na wejściu. Zamiast potencjometru R, można użyć zwykłego dzielnika

napięciowego, który dla danej aplikacji ustawi na stałe poziom stabilizowanego poziomu wyjścia. Wzmacniacz (A2) dostarcza do wyjścia poziom:

$$E_o = (1 + R_3/R_2)E_v$$

$$E_v = U_{ref}$$

$$-V_z < E_o < V_z \text{ oraz}$$

$$V_z < x(1 + (R_3/R_2)) (V_z + V_z)$$

w tym wyrażeniu x jest częścią aktywną (ułamkiem) wartości aktywnej części R<sub>v</sub> - Rys.1, V<sub>z</sub> - napięcie stabilizacji diody Zenera, V<sub>z</sub> - napięcie przewodzenia diody Zenera.

Całkowita odpowiedź układu, jest po prostu odpowiedzią układu wzmacniacza napięciowego, jeżeli napięcia leżą wewnątrz ograniczonych poziomów ( $-V_z < V_z$ ).

Wzmacniacz (A1) generuje niewielkie odchylenia od idealnej odpowiedzi,

ponieważ układ (A2) wzmacnia ( $1 + R3/R2$ ) razy każdy sygnał z (A1) (np. przesunięcia, dryfy, szumy). Jednak obwód wspólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego redukuje każdy błąd wynikający z (A1) i (A2). Podobnie, dzięki pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego łagodzone są błędy stabilizacji poziomu wyjścia, przez natychmiastową reakcję ujemnego sprzężenia zwrotnego. Prąd płynący w gałęzi diody Zenera zwiększa się, jeżeli poziom napięcia wejściowego przekroczy poziom stabilizacji  $\pm V_L$ . Podczas gdy układ stabilizuje poziom napięcia wyjściowego (napięcie na diodach Zenera przekracza poziom  $\pm(V_Z + V_r)$  - dioda Zenera przewodzi), staje się z aktywnego wzmacniacza napięciowego to wzmacniacz ( $1 + R3/R2$ ) aktywnym źródłem napięcia odniesienia. Wobec tego na wyjściu potencjometru  $R_v$  panuje stały poziom napięcia  $\pm(V_Z + V_r)$ , gdzie  $x$  jest współczynnikiem podziału napięcia ( $V_Z + V_r$ ) dzielnikiem  $R_v$ . Nawet bardzo duże przesterowania na wejściu  $E_i$ , poza zakres  $\pm V_L$ , nie zmieniają tego stanu układu, dopóki napięcie będzie się utrzymywać powyżej  $\pm V_L$ . Dopiero spadek napięcia  $E_i$  poniżej progu  $\pm V_L$ , spowoduje, że napięcie przychodzące na nieodwracające wejście wzmacniacza (A2) będzie współbieżnie (proporcjonalnie) monitorować stan napięcia wejściowego. Diody Zenera nie będą przewodzić, wobec tego nie będą tłumić zmian na wejściu  $E_i$ . Poziom stabilizacji  $V_L$  nie jest bezpośrednio zależny i limitowany przez typ diody Zenera - tzn. napięcie diody Zenera. Stabilność poziomu stabilizacji praktycznie wynosi około 5mV.

Aczkolwiek ustawione napięcie diody Zenera (danym typem diody) oraz wzmacnienie pętli zamkniętej wzmacniacza (A2) ustawiają maksymalny poziom stabilizacji napięcia wyjściowego  $V_{LMAX}$ , określonego zależnością:

$$V_{LMAX} = x(V_Z + V_r)(1 + R3/R2),$$

gdzie  $x = 1$ .

Zastosowanie diody Zenera o napięciu 10[V] i jednostkowego wzmacnienia wzmacniacza (A2) może praktycznie pokryć zakres większości analogowych sygnałów z procesów sterowania itp. Niefortunny dobrane napięcie diody Zenera może powodować spadek stabilności poziomu wyjścia. Diody Zenera o napięciu 10[V] posia-

dają pewien niezerowy współczynnik temperaturowy napięcia. W związku z tym na wyjściu może objawić się pewien dryf napięcia. Dla diody Zenera 5,6[V] temperaturowe współczynniki kierunku przewodzenia łączą i kierunku zaporowego (przebiecia Zenera) praktycznie równoważą się i znoszą się do zera. Wystawienie diody Zenera 5,6[V] czyli

$$(V_Z + V_r) = 6,2[V],$$

powodują, że czysty dryf wypadkowy jest bliski zera. Spowodowane jest to zjawiskiem fizycznym występującym w diodach Zenera. Np. dla diody Zenera 5,6[V] przy przebiegu w kierunku zaporowym - zadziwienie diody Zenera jako stabilizatora - zachodzą równocześnie dwa zjawiska - zjawisko Zenera i zjawisko przebiecia lawinowego. Dzieje się tak dla napięć około 6[V]. Natomiast im wyżej lub niżej od tego napięcia wówczas bierze górę jedno z tych zjawisk, tzn. że przewodzenie diody w kierunku zaporowym spowodowane zostanie dla napięć niższych - zjawiskiem Zenera, a dla napięć wyższych przebieciem lawinowym. W związku z tym najlepsze parametry stabilizacyjne mają diody stabilizacyjne o napięciu około 6[V].

Tak więc dla diody stabilizacyjnej o napięciu 5,6[V] maksymalny poziom napięcia wyjściowego  $E_o$  wynosi:

$$V_{LMAX} = x(1 + R3/R2)(V_Z + V_r) = 1(1 + 10[k]/13[k])(5,6[V] + 0,6[V]) = 11[V]$$

Praktycznie tolerancje stabilności diody Zenera determinuje w sposób zasadniczy dokładność poziomu stabi-

lizacji układu.

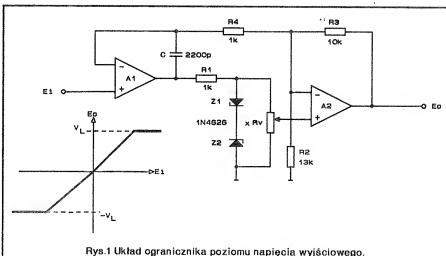
Wzmacnienie ustawione rezystorami  $R2$  i  $R3$  nakłada dodatkowy błąd. Aczkolwiek regulując wzmacnienie tymi rezystorami można skompensować nawet bardzo duży błąd, pochodzący od błędów diody Zenera i błędów od tolerancji rezystancji. Dobierając napięcie diody Zenera, regulując  $R_v$  można zredukować błąd stabilizacji poziomu do mniej niż 1%. Bez zbitych zabiegów przy doborze parametrów elementów układu 5% błąd stabilizacji napięcia diody Zenera wpływa na pracę układu zasadniczo, ale obwód nadal stabilizuje poziom choć z większym błędem. Dla stabilizacji częstotliwościowej rezystor  $R4$  i kondensator  $C$  usuwają możliwość wzbudzenia się układu (A1).

Dla bardzo wysokich częstotliwości kondensator  $C$  zwiera na krótko wyjście (A1) do wejścia odwracającego (A1). Wówczas (A1) i (A2) pracują w autonomicznych pętlach sprzężenia zwrotnego i cały układ jest stabilny, jeżeli poszczególne stopnie (A1) i (A2) będą stabilne.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:

ED 4/89



Rys.1 Układ ogranicznika poziomu napięcia wyjściowego.

## Multimetr jako miernik częstotliwości

Przy wykorzystaniu układu pokazanego na Rys.1 multimetr cyfrowy można przekształcić w miernik częstotliwości. Sygnał wejściowy po dowolnie wybranym podziale w układach IC3-a, b i IC4-a generuje bardzo wąski impuls na wyjściu drugiej bramki NOR, który

jest wykorzystany do wysterowania 14-stopniowego licznika binarnego IC1. Liczenie przebiega pod kontrolą oscylatora kwarcowego do chwili, aż Q10 osiągnie stan 1, po czym oscylator zatrzyma się.

Kwarc gwarantuje, że przerwa po-

między "reset" i "stop" jest stabilna i dokładna. Szerokość tej przerwy wynosi:

$$T_c = 1/14.3 \times 512 \times 35.8\mu s.$$

Cały okres trwa  $T = 1/f_{in}$ , tak więc średnie wyjściowe napięcie sterujące

$V_o = V_{dd} \times T_c / T = V_{dd} \times T_c \times f_{in}$ ,  
gdzie  $V_{dd}$  - napięcie zasilania.

wości. R5 i C5 wygładzają falę prostokątną tak, aby napięcie sterujące mogłoysterować woltomierz. Pozycję przełącznika P1 umożliwiają uzyskanie pełnego zakresu od 19.99kHz do 19.99MHz. W celu wykalibrowania należy ustawić R3 tak, aby na wyjściu

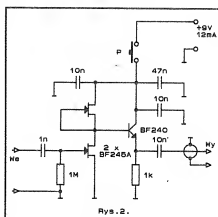
mgr inż. Jolanta Dąbrowska

ELECTRONICS WORLD wrzesień 1991



## Aktywne sondy w. cz. do częstotliwościomierza cyfrowego

Bye, 1.



Page 2

By 5.3.

Przypominamy  
Czytelnikom miesięcznika  
**ELEKTRONIK**

**HOBBY**

*, że najnowszy  
numer ukaże się  
15 lipca 1992 roku*



**Magazyn<sup>®</sup>  
Krótkofalowców**

pismo dla nadawców, nastuchowców i sympatyków amatorskiej radiokomunikacji.

**Zawiera trzy podstawowe działy:  
Magazyn zawiera ponadto:**

**KF, UKF i Technika.  
kalendarze imprez krótkofalarskich,  
regulaminy zawodów krajowych i  
międzynarodowych,  
informacje satelitarne,  
sylwetki krótkofalowców,  
informacje adresowe,  
relacje z ekspedycji DX-owych itp.**

**W dziale technicznym prezentujemy proste konstrukcje elektroniczne, ciekawe konstrukcje anten KF i UKF itp.**

**Adres Redakcji:**

**"QTC" Magazyn Krótkofalowców  
skr. poczt.18  
82-300 Elbląg 1  
Telefon: (050) 45577.**

**Koszt jednego egzemplarza "QTC" wynosi 7000zł. Prenumerata roczna: 84 000zł. Wpłaty prosimy kierować na konto:  
"QTC", Bank Gdański, Oddział w Elblągu, NR 301602-15046-136.**